

**Intervalometer timing measurement apparatus and method**Patent Number: ☐ US4515021

Publication date: 1985-05-07

Inventor(s): WALLACE DAVID R (US); KORBA JAMES M (US); MATSON JAMES E (US); LYNNWORTH LAWRENCE C (US)

Applicant(s): PANAMETRICS (US)

Requested Patent: ☐ WO8500653

Application Number: US19830518738 19830729

Priority Number(s): US19830518738 19830729

IPC Classification:

EC Classification: G01F1/66F, G01P5/00B4Equivalents: ☐ EP0154640 (WO8500653), A4, ☐ IT1209574, JP60502171T**Abstract**

An intervalometer for determining the transit time of an ultrasonic energy pulse through a fluid medium employs an automatic gain control amplifier circuit for amplitude stabilizing the electrical signal derived at a receiving transducer. The automatic gain control circuit tracks both a rapidly increasing and a rapidly decreasing signal amplitude. In various embodiments, synchronous switching can be employed in conjunction with a single amplifier and a plurality of storage elements to rapidly scan a plurality of signal paths and for providing automatic gain control capability on each path. The intervalometer further has a "slipped cycle" capability for accurately determining arrival time when it is known that the signal pulse will be within a certain range of times. In addition, the relative time difference between two arriving signal pulses can be accurately determined using this method so long as the range of time difference is sufficiently small. The intervalometer also provides for bad data rejection based upon limits applied to either transit time or signal amplitude.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

## ⑫ 公表特許公報(A)

昭60-502171

⑬ 公表 昭和60年(1985)12月12日

⑭ Int.Cl.

G 01 F 1/66  
G 01 S 7/28

識別記号

1 0 1

庁内整理番号

7507-2F  
7190-5J

審査請求 未請求

予備審査請求 未請求

部門(区分) 6(1)

(全 15 頁)

⑮ 発明の名称 改良された時間間隔測定装置および方法

⑯ 特 願 昭59-503203

⑰ 出 願 昭59(1984)7月27日

⑱ 翻訳文提出日 昭60(1985)3月27日

⑲ 国際出願 PCT/US84/01208

⑳ 国際公開番号 WO85/00653

㉑ 国際公開日 昭60(1985)2月14日

優先権主張 ㉒ 1983年7月29日 ㉓ 米国(US) ㉔ 518738

㉕ 発 明 者 ウオレス, デイビッド ラサル アメリカ合衆国 02187 マサチューセッツ, ミルトン, ホーソー  
ン ロード 44㉖ 発 明 者 コーバ, ジェイムズ エム アメリカ合衆国 01801 マサチューセッツ, ウオーバーン, ミル  
ストリート 68, アパートメント 12㉗ 出 願 人 パナメトリクス, インコーポレ アメリカ合衆国 02154 マサチューセッツ, ウォルサム, クレセ  
イテッド ント ストリート 221

㉘ 代 理 人 弁理士 倉内 基弘 外1名

㉙ 指 定 国 A T(広域特許), B E(広域特許), C H(広域特許), D E, D E(広域特許), F R(広域特許), G B, G B(広域  
特許), J P, L U(広域特許), N L(広域特許), S E(広域特許)

最終頁に続く

33

## 請 求 範 囲

1. 流体媒質を横切る超音波エネルギーの走行時間を求めるための時間間隔測定装置において、

超音波エネルギーパルスを放出する送信変換器と、

超音波エネルギーを受信してそれに応答し電気信号を発生するための受信変換器と、

前記電気信号を振幅安定化するための自動利得制御増幅回路であつて迅速に増加する振幅および迅速に減少する信号振幅双方を追跡するための手段を備えている自動利得制御増幅回路と、

前記安定化された電気信号に応答して前記走行時間を決定する走行時間測定手段とを備えた時間間隔測定装置。

2. 前記利得制御回路が、

前記安定化された信号を受けるように接続されたゲート制御されるリセット可能な振幅検出器と、

前記安定化された信号振幅を強化す信号を記憶するために前記振幅検出器に切換可能に接続された記憶要素と、制御信号出力を備え、前記記憶要素ならびに信号基準レベルに切換可能に接続される差動積分器と、

前記積分器の前記制御信号出力に接続されて前記制御信号出力により制御される制御利得増幅器と、

エネルギー信号の受信中前記検出器を前記記憶要素に接続し、そして前記エネルギー信号の受信に続く期間中前記積分器を前記記憶要素に接続するための手段と、前記記憶要素は一度に、前記検出器および積分器の1つだけに

34

接続され、さらに、

次のエネルギー信号の受信前に前記積分器をリセットするための手段とを備えている請求範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

3. 前記送信変換器が超音波エネルギーパルスを送出し、前記記憶装置がコンデンサを含み、前記検出器がピーク検出回路を備え、そして

前記積分器が、基準電圧レベルと前記コンデンサからの電荷入力との間の差に応答するための手段を備えている請求範囲第2項記載の時間間隔測定装置。

4. 複数の路に沿つて流体媒質を横切る超音波エネルギーの走行時間を決定するための時間間隔測定装置において、それぞれが超音波エネルギーパルスを発生する複数の送信変換器と、

それぞれが送信変換器と組合せて設けられておつて、該組合せられた変換器から送出される超音波エネルギーを受けそれに応答し電気出力信号を発生する複数の受信変換器と、

電気信号入力に応答し且つ制御信号入力に応じて振幅安定化された出力信号を発生するための自動利得制御増幅回路と、

前記利得増幅器に接続された場合に前記制御信号入力をそれぞれ発生する複数の制御記憶要素と、

第1および第2のスイッチ手段を同期切換するための同期切換手段とを備え、

各スイッチ手段は、複数個のスイッチ入力線路の選択された1つをスイッチ出力線路に接続し、そして、

前記切換手段は、前記受信変換器出力信号のうちの選択された1つの信号を前記利得制御増幅器に接続し且つそれと同期して、前記制御記憶要素のうちの選択された要素を前記利得制御増幅器に接続し、

単一の利得制御増幅器が前記受信変換器間で迅速に循環的に使用されるようにした時間間隔測定装置。

5. 前記記憶要素の各々がコンデンサを含み、

前記利得制御増幅器は、記憶要素に接続された場合、前記接続された変換器出力信号に応じて該記憶要素に記憶されている値を更新する請求の範囲第4項記載の時間間隔測定装置。

6. 毎秒50の位置より大きい速度で前記切換手段を切換するための手段をさらに備えている請求範囲第5項記載の時間間隔測定装置。

7. 超音波エネルギーパルスが最初上流方向に流体を横切り次いで下流方向に流体を横切るのに要求される期間間における走行時間差を測定するための時間間隔測定装置において、

上流側で受信されたエネルギーパルスにおけるイベント認識に基づいて上流方向走行時間を測定し、

下流側で受信されるエネルギーパルスにおけるイベント認識に基づいて下流方向走行時間を測定し、

前記各エネルギーパルスは複数の繰返しサイクルを有

14. 流体媒質を横切る超音波エネルギーパルスの走行時間を決定するための時間間隔測定装置において、

第1の変換器から超音波エネルギーパルスを送信し、

前記送信された超音波エネルギーパルスを受信してそれに応答し電気信号を発生し、

前記受信電気信号におけるイベント認識に基づいて前記エネルギーパルスの走行時間を測定し、

前記エネルギーパルスは複数の繰返しサイクルを有し、前記イベント認識は、前記サイクルのうちの1つの特徴に基づいて行われ、そして前記サイクルは繰返し周期を特徴とし、前記測定された走行時間を1つまたは2つ以上の前記サイクル繰返し周期だけ変えることにより前記エネルギーパルスの測定された走行時間を調節し、それにより該調節された走行時間と予測値との間の差が予め定められた範囲内になるようにする段階を含む時間間隔測定方法。

15. 前記電気信号の零点通過を検出することにより前記走行時間を測定し、そして

前記差はサイクル周期の2分の1よりも小さい大きさである請求範囲第14項記載の時間間隔測定方法。

16. 流体媒質を横切る超音波エネルギーパルスの走行時間を測定するための時間間隔測定装置において、

前記超音波エネルギーを放出するための送信変換器と、前記超音波エネルギーを受信してそれに応答し電気信号を発生するための受信変換器と、

し、前記イベントは該サイクルの1つの特徴イベントであり、前記サイクルは繰返し周期を特徴とし、そして前記上流および下流方向走行時間の差を求めることにより前記時間差の測定量を発生し、そして

前記差が予め定められた時間範囲内になるまで前記繰返し周期時間の倍数により前記走行時間差を調節する段階を含む測定方法。

8. パイプ管路を通る流体の体積流量を決定するために前記調節された時間差を用いる段階を含む請求範囲第7項記載の方法。

9. 前記流れが単方向流であり、そして、

前記調節された走行時間差が1周期の時間よりも短かい請求範囲第8項記載の方法。

10. 前記流れが両方向の流れであり、そして

前記調節された走行時間差が、1周期の2分の1の時間よりも短かい大きさを有する請求範囲第8項記載の方法。

11. 前記流体の流れの方向を決定し、そして

該方向を用いて前記最大値を決定する段階をさらに含む請求範囲第10項記載の測定方法。

12. 前記イベント認識で、前記信号の零点通過を検出する請求範囲第7項記載の測定方法。

13. デジタル回路送信手段を用いて前記送信されるエネルギーパルスを形成する段階をさらに含む請求範囲第7項記載の測定方法。

前記電気信号を受信して振幅安定化された電気信号を出力する自動利得制御増幅回路と、

前記安定化された電気信号の振幅限界を定めて、前記安定化された信号の前記振幅が予め定められた許容値範囲外である場合に不良信号表示を発生するための手段と、

前記安定化された電気信号に応答して前記走行時間を決定し且つ前記不良信号表示に応答して前記走行時間が不良データを表すものか否かを決定するための走行時間測定手段とを有する時間間隔測定装置。

17. 前記走行時間測定手段が、

前記走行時間が許容期間範囲内にあるかどうかを判定して、前記走行時間が該許容走行時間範囲外にある場合には前記データを放棄するための手段を備えている請求範囲第16項記載の時間間隔測定装置。

18. 前記測定手段が、ピーク振幅検出回路を備えている請求範囲第16項記載の時間間隔測定装置。

19. フレアスタック系におけるヘッダを横切る超音波エネルギーの走行時間を測定するための装置において、

複数の処理ステーションを備え、

各処理ステーションはそれに関連して、安全排出導管と、前記処理ステーションから該導管への排出を制御するように接続された安全排出弁を有し、

それぞれが複数の前記排出導管に接続された少なくとも1つのヘッダ導管と、

前記ヘッダと関連して取付けられて、それぞれ超音波

エネルギーパルスを送出するように連動された複数の送信変換器と、

前記ヘッダと連動して取付けられて、それぞれ前記送信変換器と組合されて該送信変換器から送出される超音波エネルギーを受信し、それに応答して電気出力信号を発生するための複数の受信変換器と、

超音波エネルギーを放射するために前記送信変換器を駆動するための手段と、

上流方向および下流方向にそれぞれ設けられた前記変換器間における前記エネルギーの伝達に要する上流方向走行時間および下流方向走行時間を測定するための手段とを備え、該測定手段が、

前記電気出力信号入力に応答し且つ制御信号入力に応じて振幅安定化出力信号を発生するための自動利得制御増幅回路と、

それぞれ、前記利得制御増幅器に接続された場合に該増幅器に対して前記制御信号入力を与える複数の制御記憶要素と、

第1および第2のスイッチ手段を同期切換するための同期スイッチング手段と、

前記各スイッチ手段は、複数のスイッチ入力線路のうちの選択された線路をスイッチ出力線路に接続し、

前記同期スイッチング手段は、前記受信変換器出力信号のうちの選択された1つの信号を前記利得制御増幅器に接続し且つそれに同期して前記制御記憶要素のうちの選択

制御信号入力に応答する増幅手段と、

それぞれ前記増幅手段に接続された場合に前記制御信号入力を与える複数の制御記憶要素と、

第1および第2のスイッチ手段を同期切換するための同期スイッチング手段と、

各スイッチ手段は複数のスイッチ入力線路のうちの選択された1つの線路をスイッチ出力線路に接続し、そして

前記同期スイッチング手段は前記受信変換器の受信信号のうちの選択された1つの信号を前記利得制御増幅器に接続し且つそれに同期して前記制御記憶要素のうちの選択された1つを前記増幅手段に接続し、

それにより単一の利得制御増幅器を前記受信変換器間で迅速に循環的に使用し得るようにした請求範囲第20項記載の時間間隔測定装置。

22. 前記安定化された電気信号の振幅限界を定め、前記安定化された信号の前記振幅が予め定められた許容範囲外である時に不良信号表示を与えるための手段と、

前記安定化された電気信号に応答して前記走行時間を求めそして前記不良信号表示に応答して該走行時間が不良データを示すものであるか否かを決定するための走行時間測定手段とを備えている請求範囲第21項記載の時間間隔測定装置。

23. 流体媒質を横切る上流側および下流側で受信された超音波エネルギーの帯域幅の制限されたパルスの走行時間

された1つの要素を前記利得制御増幅器に接続し、

それにより単一の利得制御増幅器を前記受信変換器間で迅速に循環的に使用し得るようにした超音波エネルギーの走行時間測定装置。

20. 流体媒質を横切る帯域幅の制限された超音波エネルギーパルスの走行時間を決定するための時間間隔測定装置において、

超音波エネルギーパルスを送出するための送信変換器と、

前記超音波エネルギーを受信してそれに応答し電気受信信号を発生するための受信変換器と、

前記電気信号を振幅安定化するための自動利得制御増幅回路であつて迅速に増加する信号振幅および迅速に減少する信号振幅双方を追跡するための手段を備えている自動利得制御増幅回路と、

前記安定化された信号に応答して起動状態を表す起動電気信号を発生するための起動手段とを備え、該起動手段は、

前記受信信号に応答して、前記エネルギーパルスに対する前記安定化された信号に依存し微分値が閾値を横切る時に前記起動信号を発生するための信号微分器と、

前記起動信号に応答して、起動状態中に前記受信信号に生じるイベントを検出するためのイベント認識手段とを有し、該イベントは前記帯域幅が制限されたパルスの到達時刻を定めるものである時間間隔測定装置。

21. 前記自動利得制御増幅回路が、

差を決定するための方法において、

上流側および下流側変換器から超音波エネルギーパルスを送信し、

該送信された超音波エネルギーパルスを受信して各受信パルスに応答し電気受信信号を発生し、

各受信信号に応答して起動状態を表す起動用電気信号を発生し、その場合前記受信信号を積分して積分値が受信信号に依存し閾値を横切る時に該起動信号を発生し、

前記各起動信号に応答して、起動状態にある間に前記受信信号に生じるイベントであつて前記帯域幅を制限されたパルスの到達時間を定めるイベントを検出し、

上流側で受信したエネルギーパルスにおける前記イベントを検出を基に上流方向走行時間を測定し、

下流側で受信したエネルギーパルスにおける前記イベントを検出に基づいて下流方向走行時間を測定し、

前記各エネルギーパルスは複数の繰返しサイクルを有し、前記イベントは該サイクルの1つを特徴的に表し、そして前記サイクルは繰返し周期を特徴とするものであり、さらに、

前記上流方向および下流方向走行時間差を求めることにより前記時間差の測定値を発生し、そして

該差が予め定められた時間範囲内になるまで前記繰返し周期時間の倍数により前記走行時間差を調節する段階を含む方法。

24. 前記安定化された電気信号の振幅限界を定め、該安

定化された信号の前記振幅が予め定められた許容値範囲外になった時に不良信号表示を与え、そして

前記走行時間を決定し、前記不良信号表示に回答して該走行時間が不良データを表すか否かを決定する段階を含む請求範囲第23項記載の方法。

25. 超音波エネルギーの帯域幅制限パルスの到達時間を決定するための時間間隔測定装置において、

前記パルスに回答して該パルス波形を表す電気受信信号を発生するためのパルス受信手段と、

前記受信信号に回答して起動状態を表す起動用電気信号を発生するための起動手段とを備え、該起動手段は

前記受信信号に回答して、前記エネルギーパルスに対する前記受信信号に依存し積分値が閾値を超える時に前記起動信号を発生するための信号積分器を備え、該積分器はさらに、

積分器形態で接続された演算増幅器と、

前記受信信号が存在しない場合に前記積分器を予め定められた一定の電圧値に向けて強制的に偏倚するためのランプダウン（現象）回路と、

前記起動信号に回答して前記起動状態中に前記受信信号に生起するイベントであつて前記帯域幅制限パルスの到達時刻を表すイベントを認識するためのイベント認識手段を備えている時間間隔測定装置。

26. 超音波エネルギーの帯域幅制限されたエネルギーパルスの到達時刻を決定するための時間間隔測定装置において、

## 1

## 明 細 書

## 改良された時間間隔測定装置および方法

本発明は一般に、時間間隔を測定するための装置および方法に係り、特に超音波エネルギーの帯域幅が制限されているパルスの到達時刻を正確に決定するための時間間隔測定装置および方法に関する。

## 発明の背景

上首尾にシステム分析を行うのに正確な時間幅もしくは期間を測定するのが重要である多くの分野が存在する。数多くの事例において、測定時間間隔は、（広い帯域幅を有する）比較的短いエネルギーパルスを伝送して受信側パルスの到達時刻を正確に測定することにより求められている。しかしながら、一般に、伝送パルスは、送信もしくは伝送されたパルスと同じではなく、多くの場合、伝送パルスはパルスが伝送した媒質によつて由々しい影響を受け得る。測定時間間隔が用いられる典型的な例は、レーダおよびソナー技術分野であり、時間間隔の測定で、信号源から例えば航空機或いは海底のような対象物までの距離が測定される。時間間隔測定が用いられる別の例として、例えば、1971年4月13日発行のLynworthの米国特許第3575050号明細書に記載されているような超音波信号エネルギーを用いての流量検出および測定がある。この場合、短い超音波エネルギーパルスが運動している流体を介して上流方向および下流方向に伝送される。上流および下流方向伝送期間の測定により、流体

前記パルスに回答し該パルスの波形を表す電気受信信号を発生するためのパルス受信手段と、

前記受信信号に回答して起動状態を表す起動用電気信号を発生するための起動手段とを備え、該起動手段は、

前記受信信号に回答して積分値が前記1つのエネルギーパルスに対する前記受信信号に依存し閾値を越えた時に前記起動信号を発生するための信号積分器を備え、

前記積分器はさらに、前記受信信号が予め定められた範囲内の値を有する場合に、積分前に前記受信信号を阻止するための不感帯閾値回路を備えており、さらに

前記起動信号に回答して前記起動状態中に前記受信信号に生起するイベントであつて前記帯域幅制限パルスの到達時刻を定めるイベントを認識するためのイベント認識手段を有し、前記不感帯回路は、

前記受信信号を零レベルターンオフ状態で該受信信号を阻止するショットキーダイオードと、

該ダイオードと共に前記予め定められた範囲を調節するように調節されたバイアス回路とを備えている時間間隔測定装置。

27. 前記バイアス回路がさらに、前記積分回路に対する温度補償を行うための第2のショットキーダイオードを備えている請求範囲第26項記載の時間間隔測定装置。

28. 前記自動利得制御増幅器が振幅を同等に増加したり減少したりするように回答する請求範囲第1項記載の時間間隔測定装置。

## 2

流量を求める上に有用なデータが得られる。

多くの事例において、流体を伝送する超音波パルスの到達時刻の検出は、乱流状態、高い流速ならびに流体温度、圧力および組成における変動のような因子により顕著な影響を受ける。したがつて、流体中を伝送する超音波エネルギーパルスは、大きさが迅速に変化するいろいろな値の減衰を受け得る。したがつて、超音波パルスの到達時刻もしくは時間が被測定流体の性質に影響を受ける超音波測定装置もしくはシステムにおいては、受信パルスの振幅変動が原因で検出過程がしばしば困難になる。典型例として、初期の装置においては、信頼性ならびに検出の精度を改善する目的で振幅変動を電子技術的に減少するために自動利得制御（AGC）回路が用いられている。

受信信号がパルス状であつて信号の無い比較的長い期間が存在するために、信号の包絡線を「追跡する」ように設計されたゲート制御型の高速起動/低速減衰型の自動利得回路が伝統的に用いられてきている。この種の自動利得制御は、その高速度応答性に由り、増加する信号と迅速且つ正確に追跡することができる。しかしながら、減衰時間は、通常、受信した超音波パルスの立上り時間よりも相当に長いので、迅速に減少する信号は追跡することはできない。

さらに多くの事例において、幾つかの異なる伝送路における到達時刻の測定と関連して時間間隔測定装置が

用いられている。いろいろな伝送路における信号の振幅は、用いられるトランスジューサもしくは変換器、伝送路の幾何学的形態および流れの流量に起因ししばしば相当に異なる。また、多くの事例においては、伝送路を極めて迅速に走査することも重要である。しかしながら、異なった伝送路、所与の伝送路における異なった領域または所与の路における反対両方向の受信信号振幅の変動で、自動利得制御信号がこれら個々の路を正確に「追従」しない場合には検出誤差もしくはエラーが起り得る。したがって、従来においては、複数の路を用い各路と関連して別々の自動利得制御受信器を用いるか或いはまた単一の自動利得制御受信器を、各路に対し所与の切換により交互に用いているが、これでは、自動利得制御増幅器に対して、各路における異なった受信振幅を補正するのに十分な時間は与えられない。最初に述べた方法では、明らかに複数の受信器が必要となり費用が増強む。また第2番目の方法は、所望のパルス繰返し速度よりも低い非常に低速の走査切換速度に制限されてしまう。

自動利得制御と関連して、特に超音波流量測定用途においては、受信パルスは、典型的に、狭帯域フィルタを介して伝送されたかの如き様相を示す。したがって、時間的にパルス幅は増加し、そのため、正確な時間測定が要求される場合には、パルスの受信時を一貫して正確に測定することがしばしば困難となる。パルス伝送毎に受信時刻もしくは時間が実質的に一定であるような事例に

時刻を正確に測定することである。本発明の他の目的は、液体流量測定における超音波パルス信号の到達時刻を正確に測定することである。本発明のさらに他の目的は、変化する流量および乱流という条件下で、パルス信号の到達時刻を正確に決定するための信頼性および精度が高く保守が容易な時間間隔測定装置および方法を提供することである。本発明のさらに他の目的はコストパフォーマンスが高く、製造が容易な時間間隔測定方法および装置を提供することにある。

#### 発明の概観

本発明は、流体媒質を横切る超音波エネルギーの走行時間を測定するための時間間隔測定装置 (INTERVAL - METER) に関する。この時間間隔測定装置は、超音波エネルギーパルスを送出するための送信変換器と、超音波エネルギーを受信してそれに応答し電気信号を発生する受信変換器と、該電気信号を増幅安定化するための自動利得制御増幅器であつて、迅速に増加する信号振幅および迅速に減少する信号振幅を追跡するための回路を備えている該自動利得制御増幅器と、安定化された電気信号に応答して走行時間を決定するための走行時間測定回路とから構成されることを特徴とする。

特に、利得制御増幅回路は、安定化された信号を受けるとに接続されたゲート制御されるリセット可能な振幅検出器と、該安定化された信号振幅を表わす信号を記憶するために振幅検出器に切換可能に接続することがで

おいては、パルスの受信時刻を正確に決定するために比較的簡単な手法が利用可能である。例えば、典型的な例として、帰還パルスの振幅を測定し、そして該振幅が固定の電圧閾値を超えている場合には受信時刻を、パルス信号の次の零点通過時点として設定する。この方法は、比較的雑音の少ない環境或いは走行時間が測定毎に比較的一定である環境において適用しており、このような条件下では正確な「相対」時間幅が得られる。超音波流量測定装置においては、上流方向パルス信号および下流方向パルス信号の走行時間に差が生じ、この差が非常に重要な因子である。したがって、(時間測定に一定の誤差がある場合でも)一貫した仕方で求められた到達時刻は、パイプ内の流量を測定するのに通常は十分である。

しかしながら、多くの流量計においては、受信信号には、例えば乱流或いは配管の不規則性が原因でパイプ内の干渉もしくは妨害に起因し受信信号に相当する雑音が生ずる。他の事例においては、走行時間は、時間的に変化する流量および乱流が原因で相当に変化する。その結果、上に述べた振幅測定法に基づく典型的な零点通過測定は、十分に高い精度で、狭帯域パルス信号のパルス受信時刻を決定する仕事には不適切であることが判る。要するに、受信される各パルス信号に対して、同じ零点通過、例えば5番目毎に零点通過を決定するのは困難である。

したがって本発明の目的は、狭帯域パルス信号の到達

きる記憶もしくは蓄積要素と、制御信号出力端を備えており上記記憶要素および信号基準レベルに切換可能に接続される差動積分器を備えていることを特徴とする。これと関連して本発明によれば、さらに積分器の制御信号出力端に接続され該積分器によつて制御される利得制御増幅器と、エネルギー信号の受信中、検出器を記憶要素に接続すると共に、エネルギー信号の受信に続く期間中積分器を記憶要素に接続する要素を備えた構成が提案される。この場合、該記憶もしくは蓄積要素は、一度に、検出器および積分器のうちの1つだけに接続される。また、次のエネルギーパルスの受信前に積分器をリセットするための回路も設けられる。

他の様相において、本発明の時間間隔測定装置は、振動の路に沿い流体媒質を横切る超音波エネルギーの走行時間を決定するのに用いられる。この様相に従えば、時間間隔測定装置は、電気信号入力に応答して振幅が安定化された出力信号を発生するための自動利得制御増幅回路を備える。この場合、出力信号に対する「安定化」は制御信号入力に従がつて設定される。さらに、複数の制御記憶要素が用いられ、各記憶もしくは蓄積要素は、上記利得制御増幅器に接続された場合に該増幅器に制御信号入力を与える。第1および第2のスイッチを有する同期切換回路が設けられ、各スイッチは複数のスイッチ入力線路のうちの選択された1つの線路をスイッチ出力線路に接続し、そして第1および第2のスイッチは、受

信変換器出力信号のうちの選択された1つの信号を利用制御増幅器に接続すると共に、それに同期して、制御記憶要素のうちの選択された1つを利用制御増幅器に接続する。このようにして、単一の利用制御増幅器を、複数の受信変換器間で迅速に輪流的に使用することができる。

本発明のさらに他の様相に従えば、超音波エネルギーパルスを送信し該パルスを受信する段階と、受信電気信号におけるイベント(事象)認識に基づいてエネルギーパルスの走行時間を測定する段階を含む時間間隔測定方法が提案される。さらに、複数の繰返しサイクルを有するエネルギーパルスが用いられ、イベント認識は、これらサイクルの1つの特性、例えば特定のサイクルの零点通過に基づいて行なわれ、そしてサイクルは繰返し周期を有することを特徴とする。この方法によれば、さらに、受信エネルギーパルスの1つまたは2つ以上の周期だけ走行時間を変えることにより、エネルギーパルスの測定走行時間を調節し、該調節された走行時間と予値との間の差が予め定められた範囲内に在るように処理が行なわれる。

この露ゆる「スリップサイクル(slipped-cycle)」動作方法の他の様相によれば、受信エネルギーパルスのイベント認識に基づき上流方向および下流方向走行時間を測定する段階を含む測定方法が提案される。この方法においては、複数の繰返しサイクルを有するエネルギーパルスが用いられ、上記イベントもしくは事象は、サイクルのうちの1つのサイクルの特性であり、

9

面中、

第1図は本発明の装置および方法の典型的用途を図解する簡略ブロック図で

第2図は本発明を説明するのに有用な送信信号、受信信号および変流信号を示す図、

第3図は本発明による主要構成要素を示す電気ブロックダイアグラム、

第4図および第5図は本発明による電気回路の特に有利な構成を示すより詳細な電気回路図、

第6図は本発明による自動利用制御回路の回路図、

第7図は第6図の自動利用制御回路の動作を説明する図、

第8図は本発明による多重経自動利用制御回路の簡略ブロックダイアグラム、

第9図は多重経測定に適用された第6図の自動利用制御増幅器を示すブロックダイアグラム、

第10図は本発明によるスリップサイクル(slipped-cycle)方法を説明するのに有用な図、

第11図は本発明による振幅識別回路のブロックダイアグラム、そして

第12図は本発明を特に有利に用いることができる典型的な石油化学分野の用途例を略示する図である。

#### 好ましい実施例の説明

第1図を参照するに、本発明は、導管またはパイプ10における流体8の体積流量の測定と関連して用いる

そしてサイクルは繰返し周期を有することを特徴とする。さらにこの方法によれば、上流方向および下流方向走行時間の差を求めることにより時間差を測定し、そしてこの走行時間差は、該時間差が予め定められた時間範囲内になるように上記繰返し周期の倍數により調節される。

本発明のさらに他の様相によれば、時間間隔測定装置は、自動利用制御回路からの安定化された電気信号出力の振幅限界を決定して、該安定化された信号の振幅が予め定められた許容値範囲外にある場合あるいは、安定化された信号が基準信号(例えば先行の「良」信号)から、1、2または3dB(デシベル)のような指定された値だけ異なる場合に、不良信号表示を支える回路を有する。この方法では、さらに、走行時間を求めるために上記安定化された電気信号に反応すると共に、走行時間が不良データを表わすか否かを決定するために上記不良信号表示にも反応する走行時間測定要素が用いられる。

狭帯域信号が受信される特に好ましい実施例においては、1つまたは2つ以上の自動利用制御回路、振幅識別手段、スリップサイクル手段および不良データ分析手段と共に動作する検分閾値起動回路を有利に用いた測定回路が提案される。

#### 図面の説明

本発明の他の目的、特徴および利点は、添付図面と関連しての以下の説明から当業者には明らかとなる。図

10

の特に有用である。該流体は気体であつてもあるいは液体であつても良く、またいずれの方向に流れても良く、迅速に変化する流速を有していても良く、そして層流でも、過渡的な流れでもあるいは乱流であつても良い。変化する流量、流れの形状ならびに流体の組成および状態相は一般に、1つのトランスジューサもしくは変換器、例えば変換器12からのエネルギーパルスの送信と第2の変換器、例えば変換器14によるパルスエネルギーの受信との間の時間間隔に影響を与える。流体流量を測定するために超音波パルスを用いる方法および装置は、例えば、先に引用した米国特許第3575050号明細書に詳しく記述されている。

本発明の時間間隔測定装置16は、パルスの送信とパルスの受信との間の時間間隔を正確に且つ高い信頼性をもって測定するように設計されている。典型的には、送信されるパルスは第2図の(a)に示すように広帯域で時間幅が制限されたパルスである。しかしながら、送信パルスが比較的広帯域、したがって「尖鋭な」パルスであつても、受信パルスはしばしば、第2図の(b)に示すようなパルスとして現われる。このパルスは、比較的鋭峻に増加する振幅を有する。即ち、ピーク-ピーク振幅の差は比較的小さい。第2図に示したパルスのように、約「10」の「Q」を有するパルスの場合には、最初の数サイクルの振幅ピーク-振幅ピークにおける振幅差は僅か10%である。その結果、小さい振幅その他の妨害で、第1番

目の零点通過でパルス信号の到達時刻を決定するための、振幅閾値設定が容易に覆されてしまう。第2図の(b)に示してあるパルス形状は、例えば、パイプ壁、パルスが進行する層状媒質の構造に起因する共振作用あるいは超音波パルス伝送および受信に用いられている変換器における固有共振が原因で生じ得るものである。また材料特性による共振も、受信信号パルスの形状に影響を与え得る。

実用上、比較的均等で均質の物質を測定する場合には、受信振幅の値はそれほど顕著に時々刻々と変わるものではない。このような環境下においては、「起動もしくは設定」ならびにそれに続く零点通過検出を用いる慣用の一般に広く用いられている振幅閾値方法ではば満足し得る結果が得られる。しかしながら、他方、コンクリート、ガラスファイバ、補強プラスチック、木片、生物学的資料等々のような減衰が空間的に変化する不均質固体と関連して使用する場合には、媒質を超音波で走査すると、被検領域に依存して、時間的に時々刻々と変化する受信振幅が得られる。同様に、不均質な流体あるいは乱流状態にある流体を超音波で走査した場合にも、受信振幅は流れの性質に依存して時間的に予測不可能な仕方に変化する。或る種の事例においては、走査方向を変えた場合でも、受信パルスの形状および振幅が変化してしまう。(このような振幅変動は、「ジャーナル アコースティカル ソサイアティ オブ アメリカ (J. Acoustical

して動作する「パルスエコー(反射)」モードの動作に適用可能である。

第3図を参照するに、本発明の図示の実施例においては、変換器14は線路18上に受信出力信号を供給する。図示の実施例においては、この受信信号は自動利得制御回路19によつて処理され、そして整流回路20により半波整流される。線路22上の整流器出力はそこで積分回路24によつて積分される。積分回路の出力28はパルス毎に比較回路26により予め設定された閾値と比較される。積分出力が閾値を横切ると、装置は起動され、この例では零点通過検出器として示されているイベント(事象)検出器30が、線路31を介して供給される入力受信信号における次のイベント、この例では零点通過を検出する。整流は全波整流であつても半波整流であつても良い。しかしながら、本発明の好ましい実施例においては、半波整流の方が望ましい。この実施例において用いられている特定の起動方法および装置は特に信頼性があり、そして後述するように雑音およびジッタに対して実質的に鈍感である。

積分閾値起動方法および装置に従えば、第2図の行(c)に示すように、受信信号の整流から得られる結果は最初に振幅が増加し次いで振幅が減少する複数個の(近似的に)半サイクルの正弦波である。この好ましい実施例によれば、エネルギーパルスの実際の到達時刻を決定するのに用いられる(起動状態での)零点通過(または他のイ

Society of America)」、第60、頁1213-1215(1976)に、小さい導管を用いての実験室試験を基礎としインガールおよびシンガールにより論述されている。)例えば石油化学精製工場のフレアスタック系(flare-stack system)等において典型的である比較的大きい導管の場合、特に高い流量では、振幅および位相ジッタが非常に強調されて、1Hzより相当に高い成分を含むことが起り得る。このような場合、システムの応答を最適化するのに通常用いられている自動利得制御(AGC)回路では受信振幅に含まれる変動を程度の差こそあれ阻止することはできない。また、自動利得制御回路は、状態がサイクル毎に相当に変化する場合にパルス波形の変動をも阻止し得ない。

したがつて、受信信号の振幅だけに基づく通常の起動もしくは設定方法は、狭帯域信号に対して充分な信頼性を有し得ない。先に述べたように、約10の「Q」を有する信号の場合のようにサイクル毎の振幅の変化は約10%または1dBを超えることはない。したがつて、受信信号のジッタが1dBを超える場合には、慣用の振幅を基礎とする起動方法を用いた場合、零点通過検出器はしばしば誤つたサイクルで誤起動されることになる。

したがつて本発明によれば、異なつた方法および装置が用いられる。ここに開示する基本的な起動もしくは設定方法および装置は、変換器の数に無関係に適用可能であり、特に、同じ変換器が送信用および受信用変換器と

メント)を識別するのに用いられるのは、例えば受信信号の各(正の)半サイクルの下側の面積の累積和である。振幅Aの正弦波の個々の半サイクルの積分Iは次式で表わされる。

$$I = \int_0^{\pi} A \sin t \, dt = 2A$$

言い換えるならば、正弦波の各サイクルの下側の面積は、半サイクルのパルス振幅に単純比例する。受信され整流されたパルス(第2図の行c)に関して述べる。各半サイクルもしくはセグメントが正弦波である範囲において、当該セグメントもしくは積分の下側の面積はその振幅に比例する。したがつて、正弦波信号が10サイクル中に最大振幅まで直線的に増加するとすれば、最初の半サイクルで始まつて正の半サイクルの相対的面積寄与分は、近似的に、等差数列0.2、0.4、0.6...2.0によつて与えられる。これら寄与分を積分すれば、和は、半サイクルが加算される都度増加する。振幅が直線的に増加するものと仮定して最初から10個の半サイクルの結果を下に示す。

半サイクルの数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
相対振幅	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
累積和	0.2	0.6	1.2	2.0	3.0	4.2	5.6	7.2	9.0	11

寄与分および和は、指数関数振幅の場合または差分「Q」に対しては若干異なつて来るが、しかしながら、上に述べた10サイクル波形ランプ包絡線から明らかのように、積分閾値起動方法には大きな利点があることが



判る。

比較器 26 (第3図) の閾値が、積分回路 24 の出力に対応して、この例の場合、25 (4番目の半サイクルにおける和と5番目の半サイクルにおける和との間の中間値) に設定されたとすると、最初から4つの半サイクル経ての振幅が25%増加した場合或いはまた最初から5つの半サイクルの振幅が総合的に1667%だけ減少する場合にのみ誤り起動が生ずる。これと比較して、半サイクル振幅数列を考察すると、振幅に基づく起動閾値を例えば0.45に設定した場合には、最初から4つの半サイクルが12% (0.4から0.45) に増加した場合、或いはまた最初から5つの半サイクルが10% (0.5から0.45へ) 減少した場合、誤り起動が生ずる。この例の場合、積分閾値は、振幅だけに基づく慣用の起動の場合と比較して振幅変動に対し約2倍ほど大きい公差範囲を有する。同様に、パルス列の早期に起動が決定された場合、例えば、積分値が0.6に等しい時に起動する (第3番目の半サイクルで起動する) とした場合には、最初から2つの半サイクルが34%増加した場合或いはまた最初から3つの半サイクルが34%減少した場合に誤った起動が起り得る。振幅に基づく起動の場合、閾値を0.25に設定したとすると、総ての半サイクルが20%増加または減少する時に誤った起動が起り得る。再三述べるが、積分閾値起動方法の信頼性は高い。即ち、振幅変化に対し大きい許容範囲を有する (そして半波整流

出力) を伝達する。抵抗器 72 は、増幅器 52 が直線形動作領域にない場合に、バイパス回路 73 に対し負荷としての働きをなす。バイパス回路 73 は、ダイオード 68 に対し温度補償を行なう整流ダイオード 73a を備えている。これら2つのダイオード 68 ならび 73a はショットキーダイオードである。

本発明によれば、積分器 24 は受信パルス信号の半サイクルを積分する。雑音を減少し、そして受信パルスの始端で積分器の出力を「零設定もしくはゼロイング」するために、積分器は、入力信号パルスの予面受信時点直前まで「リセット」状態にある。このリセット機能は、コンデンサ 54 と並列に接続されたエミッタ-コレクタ路を有するトランジスタ 74 を用いて可能にされる。ターンオン (即ちリセット) 時に、積分器の出力は約-0.1ボルトまで直線的に減少「ランプダウン」する、この減少時間は、約0.1ないし0.2ミリ秒であり、この時間はポテンシオメータ 57 によつて設定される。トランジスタ 74 の状態は、そのベースに印加される信号により制御される。該信号は、トランジスタのターンオフ時には、パルスエネルギーが利用可能であると予測される受信ウィンドウ (窓) に対応する信号である。トランジスタ 74 のターンオフで、積分器 24 は線路 70 上の整流された信号を積分する。

雑音に対する鈍感性もしくは不感性は、不感帯を設けること、即ちそれ以下では入力信号が積分されない電圧

は、全波整流の場合より振幅変化に対してより大きい許容範囲を有する)。したがつて、積分閾値は平滑効果を齎らし、その結果総てのサイクルに対して同等に影響し得る減衰作用に対する免疫性が改善される。また、「平滑作用」により、サイクルの内の幾つかのものだけが歪むことによる影響に対する鈍感性がさらに改善され、しかもまた、高い振幅を有するが時間的に短かく積分値に実質的な影響を与えないような雑音スパイクに対する鈍感性が改善される。ここで、特に重要なのは、幾つかの半サイクルに対しては無視規則的に加算され、他の半サイクルからは減算される高周波雑音および信号は、積分によりこれら雑音および信号の双極性の寄与分が相殺される程度において無視することができることである。

次に第4図を参照するに、本発明の特に好ましい実施例においては、積分回路 24 に、負の入力端 55 に対する無還回路接続に挿入されたコンデンサ 54 を有する演算増幅器 52 が用いられる。増幅器 52 の正の入力端 56 は接地されている。ポテンシオメータ 57 および直列抵抗器 58 を用いるオフセット調整で増幅器 52 に対する「零設定もしくはゼロイング」が行なわれる。

演算増幅器 52 の負の入力端 55 に対する入力信号は整流回路 20 から得られる。この回路 20 は入力端子 64、66 (その内端子 66 は接地されている) に現われる入力を受ける変成器 62 を備えており、この変成器は、線路 70 上に整流器 68 から受ける出力 (半波整流

閾値を設けることによりさらに再帰される。図示の実施例においては、この不感帯は、ダイオード 68 に要求されるターンオン電圧、ショットキーダイオードの場合には、典型的には約0.4ないし0.5ボルトの電圧により設定される。この電圧は、バイパス回路 73 によりさらに効果的に減少される。

線路 80 上に受信ゲート信号が発生される。このゲート信号はインバータ 82 により反転されてトランジスタ 74 に供給される。抵抗分圧器から線路 84 に得られる積分器 24 の出力は比較器 26 に印加される。比較器 26 は差動増幅回路 86 を有しており、その1つの入力端は線路 84 を介して積分器出力端に接続され、他方の入力端はポテンシオメータ 88 の出力端に接続されている。ポテンシオメータ 88 は基準電圧とアースとの間に接続されている。比較器出力端には起動信号が発生され、ゲート回路 90 を通り線路 92 上に現われる。この信号は、積分回路 24 からの積分された信号が、ポテンシオメータ 88 によつて定められる閾値を横切る時に状態を変える。

第5図を参照するに線路 92 (第4図) 上に現われる積分閾値回路の出力である起動信号は、積分値が閾値を越えて出力信号の状態が切替わった時に、起動状態を表わす。この「状態の切替」で、イベント検出回路、この例では零点通過検出器 30 が可能化される。該検出器 30 はフリップフロップ 100 を備えており、このフリ

フリップフロップは初期に可能化されてリセット状態にある。フリップフロップ100は、(インバータ102を介し)線路80上のゲートウィンドウ信号により予めリセットされている。線路104を経る信号によりクロックされると、フリップフロップ100は変換器で発生された受信信号における零点通過を表わし、そして線路106上のフリップフロップ100の零点通過信号出力は、マイクロプロセッサコントローラ120を含む別の回路に供給されて、受信パルスの到達時刻を決定する。

零点通過検出器30はさらに、差動増幅回路132を有するゲート比較器130を備えており、線路132の1つの端子は、線路134を介して変換器からの電気パルス受信信号を受ける。ゲート135は、線路80を介して供給されるゲート信号により可能化される。線路134上のパルス信号は、自動利得制御(AGC)回路を通じて、被監視信号内に変化が生じた場合でも実質的に一定の入力信号振幅レベルを与える。

零点通過検出器では、零点通過検出精度を改善するために、可変閾値レベルが用いられる。動作において、信号が存在しない場合には、零点通過比較器130の線路136上に現われる出力信号は、MOSFET138を「オン」状態に維持する。そこで、閾値レベルを起動レベルポテンシオメータ140により設定する。図示の実施例においては、この無入力レベルは、非零正電圧レベルである。しかる後に、信号パルスを受けると、比較器130

ることは理解されるであろう。例えば、到達時刻が生じたと称し得るレベルは、任意適当な絶体信号レベル、ピーク信号レベルの選択された分数量または特定サイクルの最大値よりも大きい値、例えば起動に続く第1番目のサイクルのピーク値よりも50%大きいレベルとすることができる。この結果に述べたレベルは、雑音対信号比が大きくて特に高い精度を得ることができないような点での時間の測定に選択することができる。

積分閾値起動回路の信頼性は、本発明の次に述べるような特徴様相を採用することによりさらに改善することができる。

#### 自動利得制御

図示の実施例によれば、自動利得制御回路19は、迅速に増加し且つ迅速に減少する信号の包絡線を追跡することができる。回路19は、増加および減少振幅に対し等しい応答性を有するようにするのが好ましい。第6図を参照するに、図示の回路19はリセット可能なゲート付きピーク検出器202と、記憶もしくは蓄積要素204、典型的にはコンデンサ204と、電気的または電気機械的スイッチとすることができるスイッチ206および208と、フィードバックループに積分コンデンサ211を有する差動「荷電注入」(Charged Pumped)型積分器210と、制御利得増幅器212とを備えており、利得は線路214上の自動利得制御信号レベルにより制御される。利得制御増幅器に対する入力は、例えば、流体中

は、無入力レベル閾値が越えられた場合に、その出力信号の状態を変える。それにより、MOSFET138はオフに切換えられ可変抵抗器142がポテンシオメータ140に直列に挿入される。その結果、閾値レベルは実質的に下げられる。と言うのは可変抵抗器142がポテンシオメータ140の抵抗値よりも相当大きい抵抗値を有しているからである。従がつて、(図面に示すスイッチ144の位置で)入力信号が、正から負の電圧に移行する際に該入力信号が零に接近する際、下向き電圧通過が、線路136上の信号の状態の変化により検知される。フリップフロップ100をクロックしてそれにより、線路106上の信号で、線路92上の起動信号の受信後に第1番目の負方向過渡時零点通過を生起させるのはこの状態変化である。

このようにして、積分閾値起動方法によれば、正確に且つ高い信頼性をもつて反復的に、線路18を介して受ける各信号パルスの同じサイクルでイベントもしくは事象認識用検出器が起動されるのである。(スイッチ144の他の位置においては、インバータ148が比較器130の出力端と直列に接続され、それにより負から正方向に遷移する電圧はポテンシオメータ140により設定された閾値で検出されることになる。)

以上、本発明を零点通過検出器と関連して説明したが、起動時もしくは起動後に時間が測定される実験の点は、いろいろな信号閾値レベルのうちの任意のレベルとし得

の超音波パルスエネルギーを受ける変換器14からの「原の」入力信号である。変換器の出力は、線路18を介して利得制御回路19に供給される。線路31上の利得制御増幅器の出力はこのようにして、安定化された信号出力であり、この信号は特に、整流回路20および零点通過検出器30に供給される。上記の安定化された信号出力はまた、リセット可能なゲート付きピーク検出器202にも供給され、このようにして自動利得制御増幅器はフィードバックループ形態で動作する。

動作において、第6図および第7図を参照するに、時点「A」でのパルスの開始で、ピーク検出器202は零にリセットされている。ピーク検出器は、例えば、線路80の受信ウィンドウ(窓)パルス(第4図および第5図)を用いて零にリセットすることができる。所望の信号の受信で、ピーク検出器は、蓄積もしくは記憶要素204を、受信信号のピークに対応する電圧にまで充電する。この時間中、スイッチ206は閉ざされており、スイッチ208は開かれている。エネルギーパルスの受信後にスイッチ206は開かれ、しかる後にスイッチ208が開される。これは、エネルギーパルスの受信後に次の信号エネルギーパルスの受信前の時点「B」で行なわれる。

スイッチ208が開されると、蓄積もしくは記憶要素204に蓄積されていた電荷の幾分か電荷は差動積分器210に転送される。このようにして積分器210に注入される電荷量は、ポテンシオメータ220によつ

て決定される信号振幅制御電圧と実際の受信ピーク信号振幅との間の差に比例する。伝送もしくは注入された電荷で、自動利得制御信号電圧である積分器210の出力は、増幅器222の利得を制御するための補正電圧を発生する。しかる後に、ピーク検出器は、線路80上のゲート信号によつてリセットされ、スイッチ206および208はそれらの状態を反転し、その結果蓄積要素は放電される。このサイクルは次に受信されるパルスに対して再び繰返えられる。

次に第8図を参照するに、本発明によれば、単一の自動利得制御増幅受信回路を、各測定路と関連して蓄積要素と共に、同期されるスイッチング回路を用いることにより多重測定路と関連して用いることができる。本発明のこの様相に従えば、回路は、回路は、自動利得制御増幅器304ならびに増幅器308と関連して動作する自動利得制御ピーク検出器306を同期して、異なつた測定路(1、2、…、n-1、n)および異なつた蓄積もしくは記憶要素310a、310b、…310n-1、310nに接続する複位置スイッチ300および302を備えている。したがつて、本発明によれば、各蓄積要素は、関連の伝送路に対し正確な自動利得制御レベルデータを保持するのに用いられる。各伝送路もしくは測定路毎に予め記憶されている自動利得制御レベルを用いることにより、自動利得制御回路は、測定もしくは伝送路選択に照して直ちに当該伝送路に対する正しい補償を行

は5番目の零点通過を検出することにより測定される。零点通過の検出は比較的容易であるが、しかしながら、狭帯域信号の性質、即ちそれぞれ密接に隣接の振幅特性を有する複数のサイクルからなると言う性質から、既に述べたように、変動する信号状態下で、同じ零点通過を一貫して検出することは困難である。したがつてこの理由から、上に述べた積分閾値起動方法および装置が用いられるのである。このように、積分閾値起動方法および装置に加えて、可能ならば、先行および後続の2つの相続くパルス信号の到達時刻における差は、予め定められた真出可能な値を越えて変化しない、例えば走査パルスの1周期以内にあると言う先験的結論を採用することにより、さらに信頼性を高めることができる。その結果、所望の情報が信号の絶対到達時刻ではなく、2つのパルス信号間の到達時刻における差(この情報は、流体内の音速が既知である場合には、流体の体積流量を測定するのに充分である)、「スリップサイクル(slippped-eye)」補正方法および装置を用いて、各受信パルスに対する同じ零点通過測定の精度を高めることができる。実際、必要とされる情報が2つの信号間の到達時刻における相対差である場合には、「スリップサイクル」補正方法および装置をそのまま用いることが可能である。

「スリップサイクル」方法は、採用される環境条件下で、単方向流れに対する上流側および下流側到達時刻における差は、流量変化に成る制限が課せられて、常に受

なうことができる。

このようにして、スイッチ300および302は、毎秒50の位置までの速度またはそれを越える速度で同期して動作し、そしてスイッチ300の路mへの切換に自動的に随伴してスイッチ302は蓄積要素310(m)を回路に接続するように切換わる。また、蓄積要素を、伝送もしくは測定路の選択の精度更新して、それにより自動利得制御ループをして、測定路信号の強さの変化を補償させることができる。

さらに、単一の自動利得制御受信器を用いて複数の路もしくはチャンネルの測定を行なう場合には、第6図と関連して述べた自動利得制御回路を用いるのが好ましい。第6図の回路は、第8図に示すような多数の蓄積要素の使用を可能にするように変更することができる。その結果実現される第9図に示したAGC回路は、第6図と関連して述べた回路と、次の点を除き、同じ仕方で動作する。即ち、AGC制御信号をコンデンサ211(a)、211(b)、…、211(n)に同期的に保持し蓄積すると共に増幅器212を正しい入力線路に接続するために必要なスイッチング回路を構成するために同期スイッチ300、302が用いられる点を除いて、第6図と関連して述べた回路と同じ仕方で増加する。

#### サイクルスリップの改良

既に述べたように、狭帯域信号の到達時刻は、典型的には、信号の公称到達時点として特定の零点通過、例え

信信号の1サイクルよりも小さくなると言う結論に基づくものである。他方、差が受信信号の1サイクルよりも大きくなると予測される場合には、この方法は採用できない(これに関する1つの解決方法として、1つのサイクルに対する「スリップ(滑り)」を減少する目的で低い走査周波数を用いることが考えられる。)

「スリップサイクル」方法には、初期状態において正しくない零点通過に対して測定された可能性のある原到達時刻を取上げて、受信信号周期の倍数を時間差に対し加算もしくは減算して、当該時間差が1周期よりも大きくならないようにする段階が含まれる。例えば、第10図の行(a)を参照するに、「X」で印した検出零点通過を有する第1番目に受信した狭帯域幅パルスが示されている。行(b)には、「(Y)」で零点通過が検出された第2の受信パルスが示されている。時間間隔 $T_1 = Y - X$ は、受信信号の1周期「Z」よりも大きくはない。したがつて、2つの信号間の時間幅における差が1周期よりも小さくなることが先験的に判つているならば、1周期に等しい時間量を、差が正の数 $d_1 = Y - X + NP$ となるまで加算または減算することができる。ここで、Pは受信信号の周期を表わし、Nは正または負の整数を表わし、そして走行時間における調節された差である $d_1$ は受信用の周期よりも短い。したがつて、第10図に示すこの実施例においては、1つの周期が差から減算されそれにより、 $Y - X - P$ が補正された時間差として選択

されるのである。

双方向性の流れに対する時間差は、正かまたは負であるので、 $d_1$ の最大値に付加的な制約が課せられる。即ち双方向性の流れの場合には、 $d_1$ は、受信信号周期プラスまたはマイナス2分の1を超えることはできない。しかしながら、流れが双方向性であつても流れの方向が既知である場合には、 $d_1$ は一般に受信信号周期の2分の1を超える最大値を有することができるが、完全1周期よりも小さい値である。例えば、呼吸を測定しており、そして時間間隔測定装置に、被検体の吸入（または排出）していることを指示した場合には、未知の流れの方向によつて生ぜしめられる曖昧性を回避することができる。

さらに、「スリップサイクル」方法は、流速が、例えば  $V_1$  と  $V_2$  との間の予め定められた範囲内に有ることが既知であるような用途に拡張して用いることができる。この範囲内の時間差が1周期よりも短い限りにおいて、スリップサイクル方法を実現することができる。例えば、信号周期が10マイクロ秒であるとする。そこで、流速が  $V_1$  であるとする、遷移時間は21マイクロ秒となり、流速  $V_2$  では予測走行時間は29マイクロ秒となる。走行時間における差、即ち8マイクロ秒は、想定信号周期よりも短かくそして個々の走行時間が信号周期を超える場合にも、スリップサイクル方法はそれにも拘わらず適用可能である。

スリップサイクル補正方法は、零点通過データがマイ

ことができる。この調節は、複数のサイクル周期を測定された到達時刻に加算もしくは減算することにより行なわれる。このようにして、測定到達時刻が「MT」であり、「予測」到達時刻が「ET」であるとすれば、測定時間は次のように調節される。

$$MT - ET - NP \left( \frac{1}{N} \right) P$$

上式中、既に述べたように、 $N$ は正または負の整数であり、 $P$ はサイクル周期である。

#### パラメータの識別

本発明によれば、マイクロプロセッサコントローラはまた、受信した振幅が予め定められた規定の範囲外にある場合に、受信パルスからデータを無視するために、振幅識別回路400に回答して、エラーを拒否する能力を有することができる。振幅識別回路は、各受信信号の振幅と基準振幅との間の比較を行なう。受信信号振幅と基準振幅との間の差の大きさが、予め定められた値よりも大きい場合には、エラー信号が、線路402を介してマイクロプロセッサコントローラに供給され、受信信号が公差範囲外であることを表示する。マイクロプロセッサコントローラは、この振幅エラー情報に回答し且つ受信信号の到達に回答して、受信信号から派生された現在の情報が良となるか不良となるかの確率について判定する。電気的または音響的雑音あるいは乱流のような要因に起因して、現在の情報が不良となる確率が高い場合には、信号からの情報を拒絶して、マイクロプロセッサで事後

クロプロセッサのメモリに転送された後に補正を行なうことを可能にするマイクロプロセッサコントローラ120を用いて最も有利に実現することができる。マイクロプロセッサコントローラが正確に必要な情報を発生するためには正確な信号周期を設けなければならない。アナログ送信器を用いて、該送信器を最適周波数に同調した後に、手動で制御されるスイッチを用いて、当該周期をマイクロプロセッサに入力することができる。しかしながら、スイッチで周期を設定する不便さならびに受信信号の正確な周期を（例えば1%以内の誤差で）決定することに関連する不正確さを回避するために、伝送周波数は、クォーツクロック発振器からデジタル的に派生することができる。クォーツ発振器は、極めて安定性の高い既知の高周波数を発生し、それによりマイクロプロセッサを信号周期で予めプログラムしておき、スイッチによるデータの手動での入力ならびに信号周期を測定するのに要する付加的な努力および時間消費を軽減することができる。

スリップサイクル補正方法は、さらに、単一の受信パルス信号の到達時刻の補正に拡張することができる。この場合の唯一の基準は「予測」到達時刻、即ちパルスが受けられる時刻が1サイクル範囲内で先験的に既知であるか否かである。このような先験的知識が利用可能であれば、先に述べたように、測定された到達時刻を、「予測」到達時刻のサイクル時間の2分の1以内に調節する

の計算において用いないようにする。例えば、受信信号振幅が、基準振幅よりも10%以上大きい場合、あるいはまた信号振幅が基準振幅よりも10%以上小さい場合、あるいはまた走行時間が予め定められた最大値よりも大きい場合、あるいはまた走行時間が予め定められた最小値よりも小さい場合、あるいはまた2つの経路における走行時間間の差が予め定められた最大値よりも大きい場合には、受信信号から発生されたデータはエラー状態にあると見做され、後の計算では用いられない。

例えば走行時間の変化率あるいは振幅情報を含め、他の判定基準を用いて入力信号のエラー判定を行なうことも可能であり、良好な受信データと不良な受信データとの間の有力な識別方法を実現し得る。

第11図を参照するに、振幅識別回路400においては、信号振幅を決定するためのピーク検出器404が用いられている。受信された信号は、自動利得制御増幅器19による増幅後、ピーク検出される。この場合、線路406（第9図）上に存在する自動利得制御基準設定点信号が、受信信号振幅と比較するのに便利なレベルとなる。

自動利得基準設定点から導出されたレベルよりもそれぞれ若干高くまたは低く設定された上限および下限「トリップ点」を備えたウィンドウ検出器408が、受信信号のピーク振幅が許容限界内にあるかどうかを判定するのに用いられる。このウィンドウ検出器の出力はマイクロ



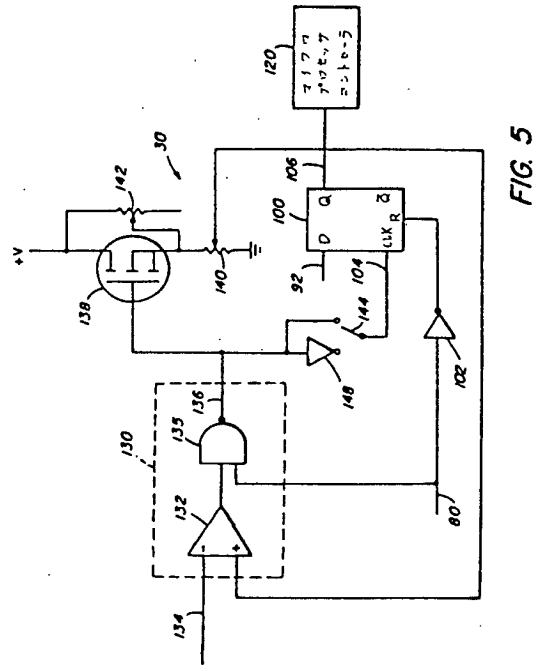


FIG. 5

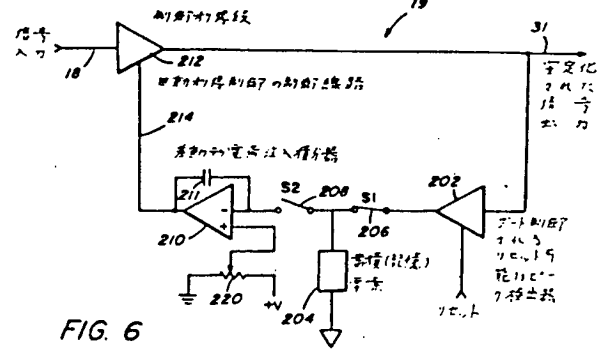


FIG. 6

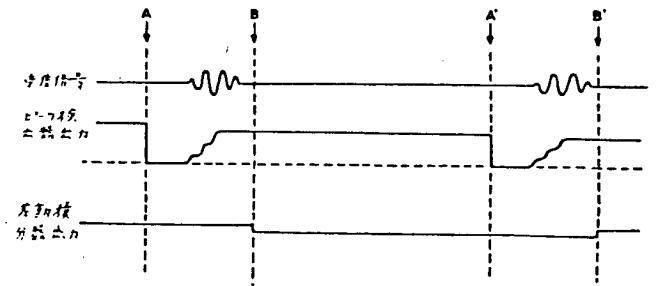


FIG. 7

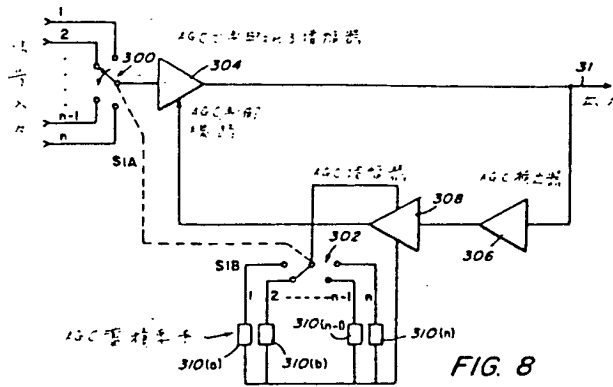


FIG. 8

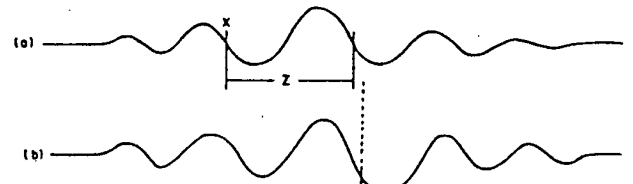


FIG. 10

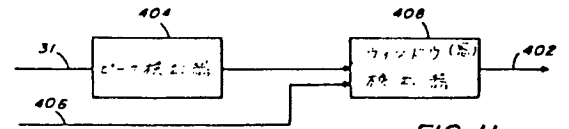


FIG. 11

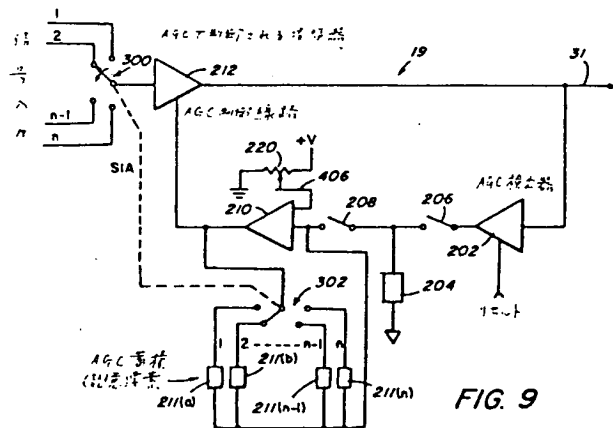


FIG. 9

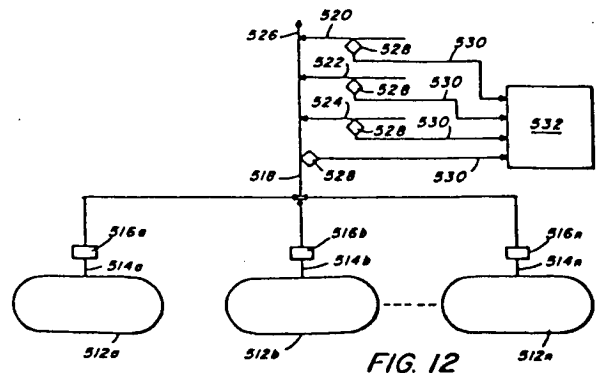


FIG. 12

## 手続補正書(方式)

昭和60年 9月 18日

特許庁長官 宇賀道郎 殿

事件の表示 昭和 年 第 号  
PCT/US84/01208

発明の名称 改良された時間間隔測定装置および方法

補正をする者

事件との関係

特許出願人

名称 パナメトリクス、インコーポレイテッド

代理人

〒103

住所 東京都中央区日本橋3丁目13番11号 油脂工業会館  
電話 273-6436番

氏名 (6781) 弁理士 倉内 基弘

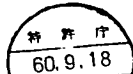
同

住所 同上

氏名 (8577) 弁理士 風間 弘志

補正命令通知の日付 昭和60年8月27日

補正により増加する発明の数



## 補正の対象

特許法第184条の5第1項の規定による書面の  
特許出願人の欄

委任状および翻訳文

各1通

図面の翻訳文

1通

補正の内容 別紙の通り

図面の翻訳文の浄書(内容に変更なし)

## 国際調査報告

International Application No. PCT/US84/01208			
1. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER (In simple classification symbols apply, indicate all)			
According to International Patent Classification (IPC) or to both National Classification and IPC			
Int. CL. 3 G01F-1/66			
U.S. CL. 73/861.27			
2. FIELDS SEARCHED			
Minimum Documentation Searched:			
Classification System	Classification System		
73/597, 861.27, 861.28, 631,900			
U.S.	367/27, 28, 127 307/354		
Documentation Searched other than Minimum Documentation			
in the Event that such Documents are Included in the Fields Searched:			
3. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT			
Category	Citation of Document, with indication, where appropriate, of the relevant passages		Relevant to Claim No.
Y	US.A. 3,918,304, 11 November 1975, Abruzzo et al		17
X,Y	US.A. 4,028,938, 14 June 1977, Eck		16-18
X,Y	US.A. 4,080,574, 21 March 1978, Loosemore et al		16-18,20
X	US.A. 4,172,250, 23 October 1979, Guignard		1,28
X	US.A. 4,183,244, 15 January 1980, Kohno et al		14
A	US.A. 4,205,555, 03 June 1980, Hashiguchi		4-6,19
A,P	US.A. 4,451,797, 29 May 1984, Bains, Jr.		4-6,19
<p>* Search categories of cited documents: 1)</p> <p>"A" Document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"X" Earlier document but published on or after the international filing date</p> <p>"Y" Document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another document or other external reason (as indicated)</p> <p>"Z" Document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" Document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>"T" Later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but used to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"F" Document of particular relevance; the claimed invention cannot be distinguished therefrom or should be considered to modify its nature</p> <p>"G" Document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is compared with one or more other such documents, such combination being arrived at a person skilled in the art</p> <p>"E" Document number of the same patent family</p>			
IV. CERTIFICATION			
Date of the Actual Completion of the International Search:		Date of Mailing of the International Search Report:	
16 October 1984		30 OCT 1984	
International Searching Authority:		Signature of a Qualified Officer in	
ISA/US		Charles A. Ruehl	

Form PCT/ISA/19 (second sheet) (October 1981)

第1頁の続き

⑦発 明 者    マトソン, ジェイムズ    イー

アメリカ合衆国 02146    マサチューセッツ, ブルックライン, セ  
ント    ポール    ストリート    158, アパートメント    3

⑧発 明 者    リンワース, ロレンス    シー

アメリカ合衆国 02154    マサチューセッツ, ウォルサム, グレイ  
モー    ロウド    77